

# **Abgleich von Superhet- und Geradeausempfängern**

Allgemein verständliche Abgleichanweisung  
und theoretische Begründung

von

**Physiker Gerhard Schulz**



**Allgemeine Rundfunk-Technik G. m. b. H., Bielefeld**

**1 · 9 · 4 · 7**



# ART-Arbeitsunterlagen

für den Rundfunk-Techniker und Bastler

## Industrieschaltungen

für sämtliche deutschen und österreichischen Geräte mit Prüf- und Abgleichanweisungen und Werten für Spannungen und Stromstärke lieferbar in

**kompletten Sammlungen** mit ca. 2000 Schaltungen in handlicher, jederzeit griffbereiter **Sichtkartei** für die Werkstatt

**Fabrikatsätzen** zur Ergänzung von bereits vorhandenen unvollständigen Sammlungen

**Einzelerschaltungen** aus der Sammlung für Einzelreparaturen

## Standardschaltungen

**Bastlerschaltungen** speziell entwickelt für den Bastler

**Sonderschaltungen** für angegebene Bestückung als Sonderausarbeitung

## Tabellen

**ART-Röhrentabelle** enthält die ausführlichen Daten und 123 Sockelschaltungen sämtlicher mitteleuropäischer Rundfunkröhren einschließlich Stromregelröhren und eine allgemeine Typenvergleichstabelle

**ART-Wehrmacht-Röhrentabelle** enthält die Daten sowie 95 Sockelschaltungen der ehemaligen Wehrmachtröhren einschließlich Stabilisatoren, Magnetfeld- und Braunscher-Röhren

**ART-Amerikanische Röhrentabelle** mit 1353 Röhren nebst Sockelschaltungen nach original-amerikanischen Unterlagen

# Abgleich von Superhet- und Geradeausempfängern

Allgemein verständliche Abgleichanweisung  
und theoretische Begründung

von

**Physiker Gerhard Schulz**

Nachdruck auch auszugsweise verboten



Allgemeine Rundfunk-Technik G. m. b. H., Bielefeld

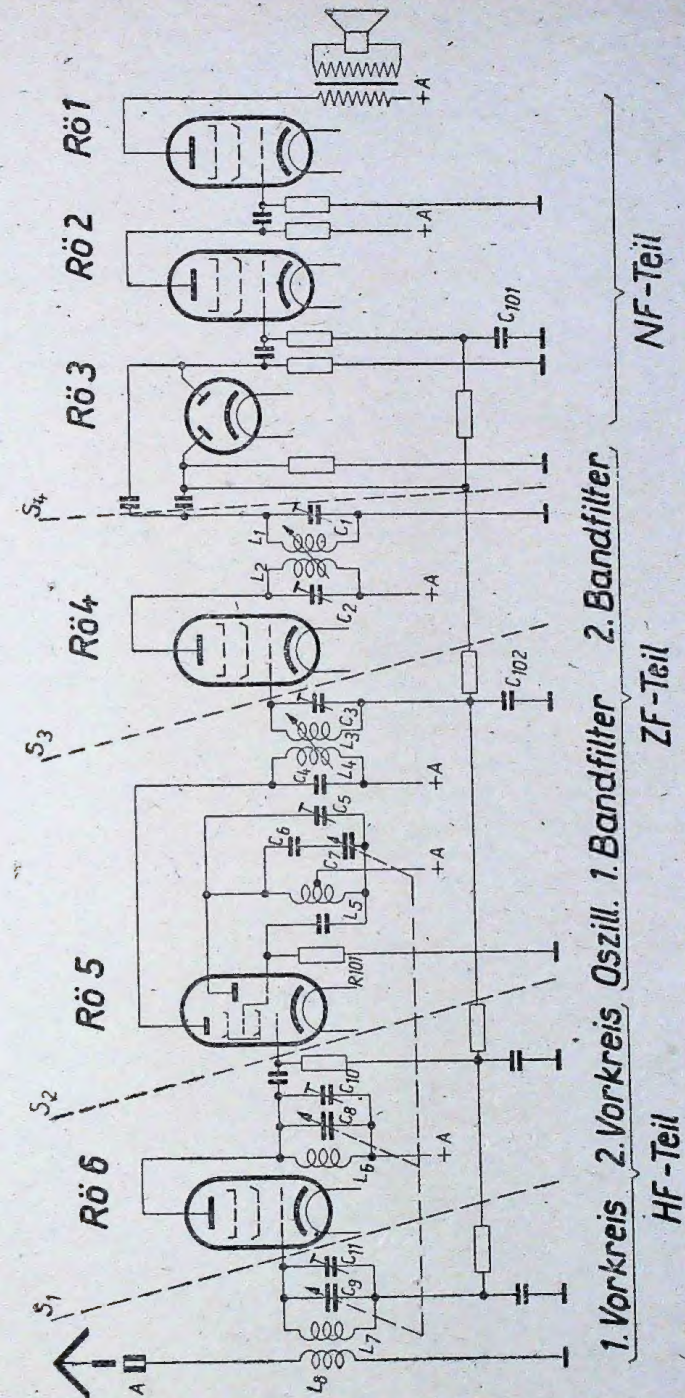
1 · 9 · 4 · 7



# Inhalt

	Seite
Allgemeines . . . . .	4
A) NF-Teil . . . . .	5
1) Ausgang . . . . .	5
2) Endröhre . . . . .	5
3) NF-Röhre . . . . .	5
B) ZF-Teil . . . . .	6
1) Diodenprüfung . . . . .	7
2) Bandfilterabgleich . . . . .	7
3) Bandfilterabgleich . . . . .	11
C) HF-Teil . . . . .	11
1) Oszillator (Dreipunktgleichlauf) . . . . .	13
2) Zweiter Vorkreis . . . . .	17
3) Erster Vorkreis . . . . .	18
4) HF-Bandfilter . . . . .	18
5) Der Geradeausempfänger . . . . .	20
6) Antennenankopplung . . . . .	20

Anm.: Die im Text mit einem Balken versehenen Abschnitte sind die reinen Abgleichanweisungen. Der übrige Text dient dem vertieften Verständnis des Abgleichvorganges und der Arbeitsweise eines Überlagerungsempfängers.



Prinzip-Schaltbild eines Supers

Abb. 1



## Abgleich eines Supers.

In der Abb. 1 ist das Prinzipschaltbild eines Supers gezeichnet. Es handelt sich um einen Spitzensuper mit Vorröhre, Mischröhre, ZF-Röhre, Duodiode (Gleichrichtung und Regelspannung mit Vorwärtsreglung der NF-Röhre), NF-Röhre und Endröhre. Die meisten andern Empfängertypen lassen sich aus dieser Abbildung herleiten. So können z. B. R6 4 und R6 3 zusammen in einem Glaskolben vereinigt sein (z. B. EBF 11) oder R6 1 und R6 2 zusammen (ECL 11). Oft ist mit der R6 4 noch ein magisches Auge verbunden, z. B. EFM 11. Andererseits kann auch der in R6 5 untergebrachte Triodenteil, der als Oszillator verwendet wird, in einem Extrarohr untergebracht sein, so daß an dieser Stelle zwei getrennte Röhren auftreten: Mischrohr und Oszillator. Durch diese Abänderungen entstehen keine Änderungen des Abgleichvorganges. Ähnlich verhält es sich, wenn ganze Teile des Schaltbildes nicht vorhanden sind. Die mit  $S_1$ ,  $S_2$  usw. bezeichneten, gestrichelten Linien deuten an, daß ein neues, einer anderen Empfängertypen entsprechendes Schaltbild entsteht, wenn ein zwischen zwei Trennlinien liegender Teil fortgelassen wird. So fällt ein Vorkreis und damit die HF-Röhre R6 6 fort, wenn man den Teil zwischen den Schnittlinien  $S_1$  und  $S_2$  wegläßt. Nur selten wird R6 4 fortfallen, eher tritt schon der Fall ein, daß statt der Diode R6 3 und der Penthode R6 2 eine einzige Penthode in Audionschaltung verwendet wird. Auch dadurch ändert sich prinzipiell der Abgleich nicht. Ebenso, wenn statt der Endröhre R6 1 eine Triode oder zwei Röhren im Gegentakt verwendet werden. Schließlich erhält man einen Einkreis, wenn der Teil zwischen den Schnitten  $S_1$  und  $S_4$  fortgelassen wird.

Um größte Übersichtlichkeit zu gewinnen, sind in der Abb. 1 alle Widerstände, Kondensatoren usw., die nicht den Abgleich beeinflussen und nur zur Stromversorgung der Röhren dienen, fortgelassen. Nur die Regelspannungsleitung ist eingezeichnet, trotzdem ihre Kondensatoren  $C_{101}$  und  $C_{102}$  während des ganzen Abgleiches kurzgeschlossen werden. Der Empfang eines Senders verläuft wie folgt: Das elektromagnetische Feld erzeugt in der Antenne einen kleinen Strom, der seinerseits in  $L_7$  eine Spannung induziert, die durch Abstimmung des ersten Vorkreises ( $L_7$ ,  $C_9$  und  $C_{11}$ ) am Steuergitter von R6 6 eine erhöhte Spannung hervorruft. Der Anodenstrom von R6 6 erzeugt im zweiten Vorkreis eine verstärkte Spannung, die dem Gitter der Mischröhre zugeleitet wird. Die vom Oszillator (Triodenteil von R6 5) erzeugte Spannung wird der Empfangsfrequenz überlagert. Die Differenz beider Schwingungen ergibt die Zwischenfrequenz, die bei einem Empfänger immer konstant gehalten wird, dagegen bei verschiedenen Typen verschieden

sein kann. Die am 1. Bandfilter auftretende ZF-Spannung wird durch R6 4 und das 2. Bandfilter verstärkt und gelangt zur Duodiode R6 3, an der sie einmal die Regelspannung erzeugt und zum anderen demoduliert wird. Die so entstehende Niederfrequenz wird der NF-Röhre R6 2 zugeführt, die ihrerseits die Gitterspannung für die Endröhre R6 1 liefert. Die Regelspannung wird den Steuergittern der ZF- und HF-Röhren zugeführt. Wenn auch die NF-Röhre mitgeregt wird, spricht man von Vorwärtsreglung. Der Abgleich eines Empfängers wird stets mit dem NF-Teil begonnen. Man fängt mit der letzten Röhre an und geht Stufe für Stufe nach vorn weiter. Die angeführten Verstärkungszahlen schwanken stark, je nachdem, welche Röhren und welche Dimensionierung verwendet worden sind. Sie sollen nur als Richtwerte dienen.

## A. NF-Teil.

Ein eigentlicher Abgleich wird hier nicht vorgenommen. Man überzeugt sich aber durch Verstärkungsmessung davon, daß die Schaltung einwandfrei arbeitet. Außerdem ist es immer zweckmäßig, wenn man den Verstärkungsfaktor des NF-Teiles kennt. Im übrigen verfährt man wie folgt:

1) Ein Voltmeter für Tonfrequenz wird parallel der Primärwicklung des Ausgangstrafos gelegt und dient zur Messung der Ausgangsspannung  $U_E$ . Die Primärwicklung besitzt auch einen Widerstand für Gleichstrom. An ihm erzeugt der Anodenstrom der Röhre R6 1 eine Spannung, die nicht auf das Voltmeter einwirken darf. Deshalb muß ein großer Kondensator (ca.  $1 \mu F$ ) vor das Voltmeter geschaltet werden (Abb. 2).

2) NF-Spannung  $U_1$  an das Steuergitter der Endröhre legen und so regulieren, daß normale Lautstärke herrscht. Die Verstärkung ist dann  $\frac{U_E}{U_1}$  und soll ungefähr 10—30 sein. Oft zeigt das Voltmeter eine Spannung an, ohne daß an das Gitter der Endröhre eine NF-Spannung gelegt ist. Die Ursache hierfür ist meist eine Brummspannung, die hier relativ hohe Werte annimmt, vom Lautsprecher aber manchmal nur schwach abgestrahlt wird. Bevor mit Messungen begonnen werden kann, muß diese Brummspannung beseitigt werden.

3) NF-Spannung  $U_2$  an Steuergitter der Röhre 2 legen und so einstellen, daß die alte Ausgangsspannung  $U_E$  wie unt. 2) sich ergibt (Abb. 3). Die Stufenverstärkung  $\frac{U_1}{U_2}$  soll 20 bis 100 sein und die Gesamtverstärkung  $\frac{U_E}{U_2}$  ist gleich dem Produkt der Stufenverstärkungen.

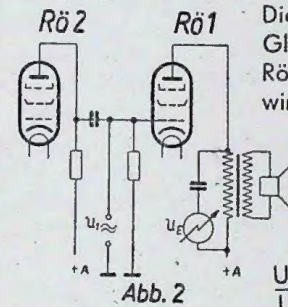


Abb. 2

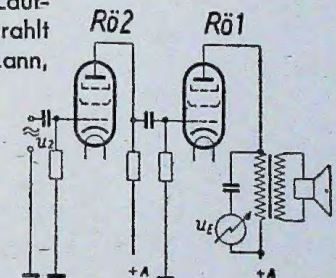
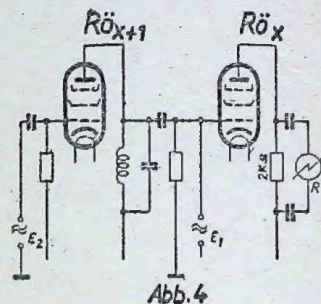


Abb. 3



Im Verlauf des weiteren Abgleiches wird bei jeder Stufe auch die zugehörige Stufenverstärkung gemessen werden. Dabei ist aber zu bedenken, daß die Stufenverstärkung eigentlich anders gemessen werden soll, als hier bei RÖ 2 beschrieben. Es sei die Absicht, die Stufenverstärkung einer HF-Stufe zu bestimmen. Man geht dann so vor, daß in die Anodenleitung von RÖ<sub>x</sub> ein kleiner ohmscher Widerstand (z. B. 2 kΩ)\* eingeschaltet wird (Abb. 4), an den ein Röhrenvoltmeter RV angeschlossen wird, das für Messungen in diesem Frequenzbereich geeignet ist. Jetzt gibt man auf das Steuergitter von RÖ<sub>x</sub> eine HF-Spannung E<sub>1</sub>, die so groß ist, daß im Röhrenvoltmeter RV ein gut ablesbarer Ausschlag zu sehen ist. Man liest die Spannung E<sub>1</sub> ab. Dann nimmt man E<sub>1</sub> fort und gibt auf das Steuergitter von RÖ<sub>x+1</sub> eine HF-Spannung E<sub>2</sub>, die so groß gemacht wird, daß sie denselben Ausschlag im Röhrenvoltmeter RV hervorruft wie E<sub>1</sub>. Dabei muß die Frequenz der HF-Spannung genau auf den Kreis abgestimmt sein. Die Stufenverstärkung ist nun  $\frac{E_1}{E_2}$ . Ganz analog verfährt man, wenn statt des HF-Kreises ein Bandfilter oder NF-Drossel oder Widerstand in der Anodenleitung von RÖ<sub>x+1</sub> liegt. Die Gesamtverstärkung des Empfängers muß gleich dem Produkt der Stufenverstärkungen sein.



Dieses Prinzip der Messung der Stufenverstärkung und der Gesamtverstärkung ermöglicht es leicht, Rückwirkungen aufzufinden (z. B. ungewollte Rückkopplungen). Wenn nämlich die Gesamtverstärkung größer ist als das Produkt der Stufenverstärkungen, dann liegt eine Rückwirkung vor, und das bedeutet eine Schwingneigung und sehr oft Unsymmetrie in der Bandfilterkurve. Besonders unsymmetrische Bandfilterkurven (s. ZF-Teil) geben zu Verzerrungen Anlaß.

Solange man aber nur einen Empfänger abgleichen will, von dem man sicher ist, daß er keine Rückwirkungen hat, kann man sich damit begnügen, die Stufenverstärkungen in der einfachen für RÖ 2 beschriebenen Weise zu bestimmen.

### B. ZF.-Teil.

Die ZF ist eine Hochfrequenzschwingung konstanter Frequenz. Deshalb sind die Bandfilter für eine feste Frequenz, eben nämlich der ZF, abzugleichen. Die Zwischenfrequenz ist, genau wie die vom Sender abgestrahlte Hochfrequenz, moduliert, d. h. ihre Amplitude schwankt im Takte der Niederfrequenz. Man kann diese Modulation nicht ohne weiteres hören, sondern muß sie erst durch eine Demodulation (auch Gleichrichtung genannt) hörbar

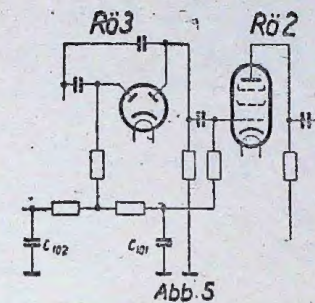


Abb. 5

machen. Dies geschieht mit Hilfe der Diode RÖ 3. In der Abb. 5 dient das rechte System der Duodiode zur Gewinnung der Niederfrequenz, während das linke System die Regelspannung zum Schwundausgleich liefert. Die Schaltung beider Systeme ist gleich, die Dimensionierung dagegen verschieden, weil die Regelspannung sich nicht so schnell ändern darf, wie es die Niederfrequenzamplitude tut. Für alle weiteren Messungen werden Kondensator C<sub>101</sub> und C<sub>102</sub> kurzgeschlossen, damit nicht durch die Regelspannung eine Verfälschung der Messungen eintritt.

### 1. Diodenprüfung.

30 % modulierte ZF-Spannung U<sub>3</sub> an die Spule L<sub>1</sub> legen und die Spannung so regulieren, daß U<sub>2</sub> so groß wird wie unter A 2). Das Verhältnis der Spannungen  $\frac{U_2}{U_3}$  ist dann ungefähr  $\frac{1}{3}$ , also eine Schwächung. Die in der 30 % modulierten ZF-Spannung enthaltene Niederfrequenz ergibt eben bei der Demodulation nur die 30 % der ZF-Spannung, die der Modulationstiefe entsprechen, so daß scheinbar eine Schwächung auftritt, die aber tatsächlich auf dem Übergang von der ZF zur NF beruht.

Bei einer Berechnung der Gesamtverstärkung des Empfängers muß diese Schwächung als Demodulationstaktor in Rechnung gestellt werden (also z. B. mit  $\frac{1}{3}$ , je nach den Meßergebnissen).

### 2. Bandfilterabgleich.

Um eine verzerrungsfreie Wiedergabe zu erhalten, genügt es nicht, einen sauber arbeitenden NF-Teil zu haben, sondern auch der HF- und ZF-Teil müssen unverzerrt arbeiten. Die vom Sender ausgestrahlte modulierte Hochfrequenz besteht nicht nur aus der Trägerfrequenz, sondern hat noch daneben die sogenannten Seitenbänder, welche im Abstand der Niederfrequenz oberhalb und unterhalb der Zwischenfrequenz liegen. Diese Frequenzen müssen gleichmäßig verstärkt zur Diode gelangen. Andererseits soll aber ein benachbarter Sender nicht mehr zu hören sein, so daß also eine vollkommen rechteckige Durchlaufkurve (s. Abb. 6) das Ideal wäre. Immerhin kommt man durch die Verwendung mehrerer Bandfilter diesem Idealfalle schon recht nahe. Es kommt darauf an, eine genügend große Bandbreite zu erzielen (9 kHz), möglichst steile Flanken zu erhalten und gute Symmetrie zu wahren.

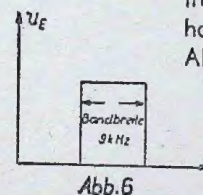


Abb. 6

\* Dieser 2 kΩ Widerstand wird während der Messung als Ersatz für den Außenwiderstand verwendet.

\*) siehe Abb. 1.



Die erzielten Durchlaufkurven sind Annäherungen an ein Rechteck. Unter der Bandbreite versteht man den Frequenzbereich, der zwischen den Stellen der Kurven liegt, an denen die Kurve auf 70 % ihres Maximalwertes abgefallen ist (vgl. Abb. 9 und 10).

Zum Abgleich der ZF-Bandfilter muß die ZF bekannt sein. Ist dies nicht der Fall, so muß die ZF erst bestimmt werden. Wenn es sich um einen Empfänger handelt, der bereits abgeglichen war, dann kann man sich oft so helfen, daß man versucht, die Frequenz des Oszillators zu bestimmen (Rö 5, Triodenteil). Der Empfänger sei dabei z. B. auf 1000 kHz eingestellt, die Oszillatorfrequenz wird mit 1468 kHz festgestellt. Dann ist die ZF also  $1468 - 1000 = 468$  kHz. Die Frequenzbestimmung des Oszillators ist allerdings oft nur mit großen Schwierigkeiten möglich (vgl. Teil C 1). Am bequemsten geht es mit einem Wellenmesser. Man achte aber darauf, daß man keine Oberwelle mißt (in unserem Beispiel wären das 2936 kHz oder 4404 kHz usw.). Die niedrigste meßbare Frequenz, meistens gleichzeitig die mit dem stärksten Ausschlag im Wellenmesser, ist die richtige.

Eine andere Möglichkeit, die ZF zu bestimmen, besteht darin, daß man die Resonanzfrequenz des anderen Bandfilters im Empfänger oder die eines der Bandfilterkreise bestimmt. Man benutzt dabei die Schaltung, die bei der Messung der Stufenverstärkung angegeben wurde (Abb. 4). Die Senderfrequenz  $E_2$  muß so lange verändert werden, bis sich eine deutliche Resonanzkurve zeigt.

Eine dritte Möglichkeit, die ZF zu bestimmen, besteht schließlich darin, daß man eine Spule (z. B.  $L_1$ ) und den zugehörigen Kondensator (in unserem Beispiel  $C_1$ ) ausbaut und ihre Größe an einer L- bzw. C-Meßbrücke feststellt. Mit Hilfe der Formel

$$f(\text{kHz}) = \frac{10^6}{2\pi \sqrt{L(\mu\text{H}) \cdot C(\text{pF})}}$$

kann dann die Zwischenfrequenz leicht errechnet werden.

Es sei hier noch bemerkt, daß die Abstimmung der Bandfilter oft nicht möglich ist, weil ein Kondensator oder eine Spule entzwei sind. Sollte die Größe dieses Teiles sich an Hand der Reste nicht mehr feststellen lassen, vergleicht man es mit dem anderen Bandfilter. Anderenfalls kann man so vorgehen: Angenommen,  $C_1$  sei zersplittet und die Größe der Kondensatoren  $C_2$ ,  $C_3$  und  $C_4$  (Abb. 1) nicht feststellbar, dann baut man  $L_1$  aus und stellt an einer L-Meßbrücke die Größe fest (z. B.  $1150 \mu\text{H}$ ). Mit Hilfe der bekannten Zwischenfrequenz (z. B. 468 kHz) und der Formel

$$C(\text{pF}) = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2(\text{kHz}) \cdot L(\mu\text{H})}$$

kann dann C ausgerechnet werden. Dabei ist C in pF gerechnet und f in kHz, L in  $\mu\text{H}$  einzusetzen. In unserem Beispiel:

$$C(\text{pF}) = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{468^2 \cdot 1150} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{2,53 \cdot 10^8} = 100 \text{ pF}$$

Ganz entsprechend geht man vor, wenn die Spule  $L_1$  entzwei ist und man an der C-Meßbrücke  $C_1 = 100 \text{ pF}$  festgestellt hat. Man benutzt dann die Formel:

$$L(\mu\text{H}) = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2(\text{kHz}) \cdot C(\text{pF})} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{468^2 \cdot 100} = 1150 \mu\text{H}$$

Die in Abb. 1, 7 und 8 gezeichneten Bandfilter bestehen aus zwei gleichen Kreisen, deren Spulen direkt gekoppelt sind. Die Durchlaß- und Bandbreite eines Filters hängt hauptsächlich von der Kopplung ab. Deshalb werden regelbare Bandfilter, d. h. solche mit veränderbarer Bandbreite, auch so gebaut, daß die räumliche Lage der Spulen zueinander geändert werden kann. Zum Abgleich werden solche Bandfilter in die Stellung „breit“ gebracht, d. h. mit größter Kopplung. Bei dieser Stellung des Bandbreitenreglers werden alle folgenden Schritte unternommen\*).

Der Abgleich eines Bandfilters geht nun wie folgt vor sich:

- 30 % modulierte ZF-Spannung  $U_4$  an das Gitter von Rö 4 legen. Gewünschte Zwischenfrequenz  $g_{ena}$  am Sender einstellen.
- Hilfskondensator  $C_{103}$  von 500 bis 1000 pF parallel zur Spule  $L_1$  legen (in Abb. 7 gestrichelt gezeichnet) und  $U_4$  so groß machen, daß  $U_E$  (Abb. 2) gut ablesbar.
- Mit Trimmerkondensator  $C_2$  jetzt auf Resonanz abstimmen.
- Hilfskondensator  $C_{103}$  fortnehmen und parallel  $L_2$  legen (Abb. 8). Kondensator  $C_2$  und Kopplung  $L_1$ ,  $L_2$  unverändert lassen.
- Jetzt mit Kondensator  $C_1$  auf Resonanz abstimmen.
- Hilfskondensator  $C_{103}$  fortnehmen und Durchlaßbereich messen, d. h.: man verändert die Frequenz des Meßsenders in kleinen Schritten und liest die zugehörige Spannung  $U_E$  ab. Dabei ergibt sich eine

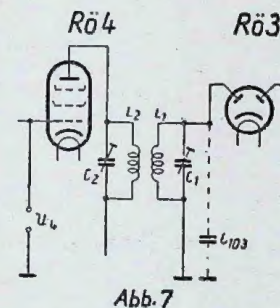


Abb. 7

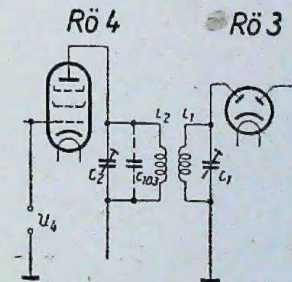


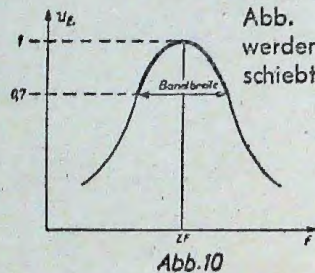
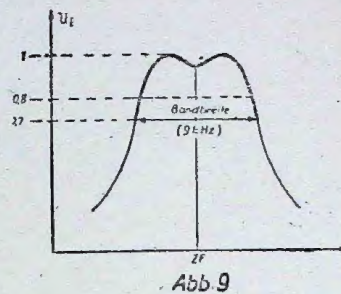
Abb. 8

\*1 Erweist sich z. B. zur Erzielung einer größeren Bandbreite eine Kopplungsänderung nötig, dann muß die Anordnung der Spulen so geändert werden, daß sie bei derselben Stellung des Bandbreitenreglers enger zusammenrücken oder sonstwie stärker koppeln (z. B. durch Drehung des Spulenkörpers usw.). Ganz analog hat man zur Erzielung einer kleineren Bandbreite zu verfahren.



Kurve, die entweder der Abb. 9 oder Abb. 10 entspricht. Man achte darauf, daß die Spannung  $U_s$  nicht zu hoch gewählt wird, weil sonst leicht durch Übersteuerung eine an sich nicht vorhandene Einsättlung vorgetäuscht werden kann. Im Falle der Abb. 10 kann durch Vergrößerung der Kopplung eine

Einsättlung wie in Abb. 9 erreicht werden. Dabei verschiebt sich allerdings gleichzeitig die ganze Durch-



laßkurve nach niederen Frequenzen. Erwünscht ist eine Einsättlung derart, daß die Spannung im Sattel auf 0.9 absinkt, wenn die Spannung auf dem Höcker 1 beträgt. Ist die Einsättlung zu stark, so kann durch Verkleinern der Kopplung dieses behoben werden.

- g) Nach jeder Änderung der Kopplung müssen die Schritte b) bis f) wiederholt werden.  
h) Mit Hilfe der Kopplung reguliert man aber nicht nur die Einsättlungstiefe, sondern auch die Bandfilterbreite. Wenn die Durchlaßbreite größer als 10 kHz wird, verzichtet man besser auf die Einsättlung und verkleinert die Kopplung, so daß gleichzeitig mit der kleineren Einsättlung auch die Flanken näher zusammenrücken.

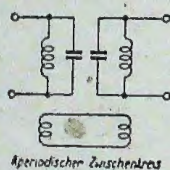


Abb. 11

Die Bandfilter können auch eine andere Schaltung aufweisen als bisher besprochen. So kann die Kopplung der Kreise durch einen „aperiodischen Zwischenkreis“ geschehen (Abb. 11). Oder statt der induktiven Kopplung kann eine kapazitive erfolgen (Abb. 12), wobei der Kopplungskondensator  $C_k$  der Abb. 12 an beliebiger Stelle der Spulen, bei

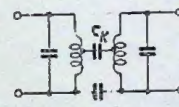


Abb. 12

an beliebiger Stelle der Spulen, bei beiden aber gleich „hoch“, angeschlossen werden kann. Je „tiefer“  $C_k$  angeschlossen wird, desto größere Werte nimmt er an, was bei den kleinen Kapazitäten, um die es sich hier handelt, nur von Vorteil ist. Die gestrichelt eingezeichnete kapazitive Verbindung der Fußpunkte der Bandfilterkreise soll andeuten, daß die „kalten“ Enden wechselstrommäßig auf gleichem Potential liegen.

Der Abgleich vollzieht sich in allen Fällen genau so wie beim induktiv direkt gekoppelten Bandfilter (Abb. 7 und 8).

In manchen Fällen wird zur Abstimmung der Kreise nicht der Kondensator verwandt, sondern die Spule. Sie besitzt dann einen schraubbaren

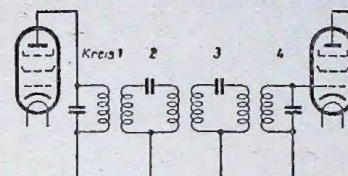


Abb. 13

Eisenkern, der durch Herein- oder Herausdrehen die Abstimmung hervorruft. In diesem Falle muß immer statt des Kondensators  $C_2$  die Spule  $L_2$  und statt des Kondensators  $C_1$  die Spule  $L_1$  getrimmt werden.

- i) Eine Besonderheit bieten die Bandfilter, die aus mehr als 2 Kreisen zusammengesetzt sind, z. B. aus 4 Kreisen

(Abb. 13). Der Abgleich verläuft ganz ähnlich dem bei 2 Kreisen.

- I. Abstimmung des 1. Kreises, dabei wird Kreis 2, 3 und 4 mit je einem Hilfskondensator von 500—1000 pF kurzgeschlossen.
- II. Abstimmung des 2. Kreises, dabei wird Kreis 1, 3 und 4 mit je einem Hilfskondensator von 500—1000 pF kurzgeschlossen.
- III. Abstimmung des 3. Kreises mit Hilfskondensator-Kurzschluß von Kreis 1, 2 und 4.
- IV. Abstimmung des 4. Kreises mit Hilfskondensator-Kurzschluß von Kreis 1, 2 und 3.
- V. Eine evtl. notwendige Kopplungsänderung möglichst bei allen Kopplungen gleichzeitig vornehmen.

### 3. Der Abgleich des ersten Bandfilters

geht genau so vor sich wie unter 2) beschrieben. Man bedenke aber, daß sich jetzt die Durchlaßkurven multiplizieren. Da es aber auf die Gesamtdurchlaßbreite des Empfängers ankommt, so stelle man dieses Bandfilter so ein, daß eine Bandbreite von insgesamt 9 kHz resultiert und die Einsättlung nicht unter 0,8 des Maximalwertes sinkt (Abb. 9). Es ist hierbei notwendig, die Anodenspannungszuleitung zu  $L_5$  zu unterbrechen (Abb. 14). Man legt dann die ZF-Spannung  $U_s$  an das Gitter der  $Rö 5$ . Die Stufenverstärkung  $\frac{U_4}{U_s}$  muß ungefähr 30—50

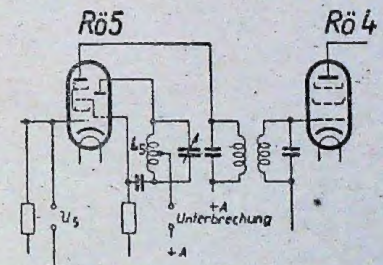


Abb. 14

sein. Dasselbe gilt für die Stufenverstärkung  $\frac{U_3}{U_4}$ .

Bei allen Stufenverstärkungsmessungen muß  $U_E$  konstant gehalten werden.

### C. HF-Teil.

Die Erzeugung der Zwischenfrequenz geschieht durch Überlagerung der Empfangsfrequenz mit der im Empfänger erzeugten Oszillatorfrequenz in



der Mischröhre. Damit die Zwischenfrequenz konstant ist, muß die Oszillatorfrequenz einen festen Frequenzabstand gegen die Empfangsfrequenz haben. Dazu wird eine spezielle Schaltung nach Abb. 15 für den Oszillatorkreis benutzt. Der Unterschied der Empfangs- und Oszillatorfrequenzen läßt sich weitgehend konstant halten. Ganz genau genommen gibt es kleine Abweichungen (Abb. 16), die aber praktisch nicht ins Gewicht fallen.

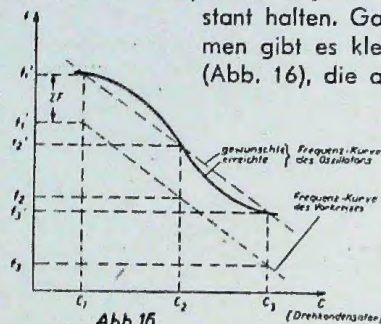


Abb. 16

In drei Punkten herrscht völlige Übereinstimmung, daher auch Dreipunktgleichlauf genannt. Diese Frequenzpunkte sind willkürlich wählbar, am besten Mitte und 15 % von den Enden des Bereiches entfernt. Wir bezeichnen diese Empfangsfrequenzen mit  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$ . Die

Oszillatorfrequenzen sind dann

$$f'_1 = f_1 + f_z; \quad f'_2 = f_2 + f_z; \quad f'_3 = f_3 + f_z$$

( $f_z$  = Zwischenfrequenz). Aus der Thomson'schen Formel  $4\pi^2 f^2 LC = 1$  können nun die Werte des Drehkondensators  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$ , die zu den Frequenzen  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  gehören, berechnet werden. Für den Kondensator  $C_6$  (Abb. 15 und Abb. 1) ergibt sich folgende Formel:

$$C_6 = \frac{C_2 \cdot C_3 - C_1 \left\{ \frac{K_2 - K_1}{K_3 - K_1} (C_3 - C_2) + C_3 \right\}}{C_1 - C_2 + \frac{K_2 - K_1}{K_3 - K_2} (C_3 - C_2)}$$

Darin bedeuten  $K_1 = 2,28 \cdot 10^{13} \cdot \frac{1}{f_1^2}$ ;  $K_2 = 2,28 \cdot 10^{13} \cdot \frac{1}{f_2^2}$ ;  $K_3 = 2,28 \cdot 10^{13} \cdot \frac{1}{f_3^2}$ .

Alle C-Werte und L-Werte werden in cm ausgedrückt. In Rundfunkempfängern wird der Kondensator  $C_6$  berechnet und eingebaut. Oft wird er auch „Padding“-Kondensator genannt.

Er hat natürlich in allen Bereichen einen anderen Wert, muß also genau so wie  $L_5$ ,  $L_6$ ,  $L_7$  und  $L_8$  in allen Bereichen umgeschaltet werden. Als Anhaltspunkt mögen folgende Zahlen dienen: Bei einer ZF von 468 kHz und einer Drehkondensatorvariation von 500 pF ist der Paddingkondensator ungefähr im Langwellenbereich 150 pF, im Mittelwellenbereich 250 pF und im Kurzwellenbereich 5000 pF oder wird hier fortgelassen.

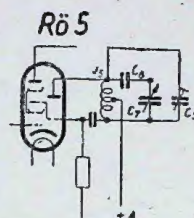


Abb. 15

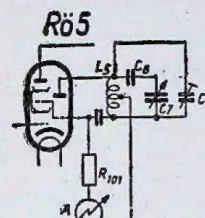


Abb. 17

Für die nachfolgende Abgleichvorschrift tun wir so, als ob wir nur einen Bereich hätten, während der Abgleich der anderen Bereiche natürlich mit anderen Werten der Spulen und Kondensatoren, sonst aber genau so vor sich geht. Die Schwingungskontrolle für den Oszillator geschieht entweder mit einem Wellenmesser oder durch Messung des Gitterstroms, indem zwischen Widerstand  $R_{101}$  und Erde ein Milliampere-meter eingeschaltet wird (Abb. 17). Zweckmäßiger ist ein Wellenmesser, weil mit ihm gleichzeitig die Oszillatorfrequenz gemessen werden kann.

## 1. Oszillator (Dreipunktgleichlauf).

Der Abgleich des HF-Teiles beginnt mit dem Oszillator. Dabei sei vorausgesetzt, daß die Drehkondensatoren  $C_7$ ,  $C_8$  und  $C_9$  (Abb. 1) sich im Gleichlauf befinden, d. h. stets dieselben Werte haben. Man hüte sich davor, die Lamellen der äußeren Platten zu verbiegen. Wenn es nicht zu umgehen ist, dann achte man zum Beginn darauf, daß alle Rotorplatten in eingetauchtem Zustand sich genau in der Mitte zwischen den Statorplatten befinden. Sodann stellt man den Rotor so ein, daß nur die erste Lamelle halb eingetaucht ist, und stellt durch leichtes Verbiegen der ersten Lamelle alle Kondensatoren auf denselben C-Wert ein. Dann dreht man den Rotor weiter, bis die zweite Lamelle halb eingetaucht ist, und verbiegt die Lamellen so, daß auch in dieser Stellung alle Kondensatoren den gleichen C-Wert besitzen. So fährt man bis zur letzten Lamelle fort. Dazu ist eine gute C-Meßbrücke notwendig.

Als nächstes müssen wir uns eine Möglichkeit verschaffen, die Oszillatorfrequenz zu messen. Wie schon oben erwähnt, erscheint am zweckmäßigsten der Gebrauch eines Wellenmessers. Manchmal gelingt es aber nicht, eine Anzeige zu erhalten, weil der Wellenmesser nicht an den Oszillator angekoppelt werden kann oder der Oszillator abgeschirmt eingebaut ist. Dann nimmt man am besten einen Meßsender zu Hilfe, in folgender Weise:

Wir wissen, daß die ZF durch Überlagerung der Empfangsfrequenz mit der Oszillatorfrequenz entsteht. Wenn die Frequenz des empfangenen Senders 1000 kHz beträgt und die ZF 468 kHz, dann muß der Oszillator entweder mit  $1000 + 468 = 1468$  kHz oder mit  $1000 - 468 = 532$  kHz schwingen, sonst ist kein Empfang möglich. Im Mittelwellenbereich liegt die Empfangsfrequenz zwischen 500 kHz und 1500 kHz; die ZF sei 468, dann muß der Oszillator liegen zwischen 968 kHz und 1968 kHz oder zwischen 32 kHz und 1032 kHz. Im ersteren Falle ergibt sich eine Oszillatorfrequenzvariation von 1 : 2.05, dem eine C-Variation von 1 : 4.2 entspricht. Daher die Verkürzung des Drehkondensators  $C_7$  durch den Paddingkondensator  $C_6$  (Abb. 1 und 15). Im zweiten Falle ergibt sich eine Frequenzvariation von



1:34,5. Dem entspricht eine C-Variation von 1:1180, was technisch gar nicht durchführbar ist. Daraus ist zu ersehen, daß der Oszillator immer mit einer höheren Frequenz schwingen muß als die Empfangsfrequenz. Wir stellen nun den Skalenzeiger des Empfängers auf 500 kHz und drehen damit den Drehkondensator  $C_7$  ganz herein. Ferner geben wir auf das Steuergitter der Mischröhre eine HF-Spannung  $f_E$  von 500 kHz, die wieder mit Niederfrequenz 30 % moduliert ist. Darauf trimmen wir die Oszillatordspule  $L_5$  so, daß wir den Sender im Lautsprecher hören und das Voltmeter am Ausgangsrafo eine Spannung  $U_E$  zeigt. Dann ist die Zwischenfrequenz (z.B. 468 kHz) erzeugt worden, und das bedeutet, daß der Oszillator mit  $f_0 = f_E + f_z$  schwingt (in unserm Beispiel  $f_0 = 500 + 468 = 968$  kHz). Allerdings ist auch jetzt noch eine Fehlerquelle möglich, die wir aber sofort ausschalten können. Es könnte nämlich sein, daß der Meßsender oberwellenhaltig ist, d.h. nicht nur 500 kHz, sondern auch noch 1000, 1500 und 2000 kHz usw. aussendet. Das Gleiche gilt für den Oszillator. Nehmen wir nun an, wir hätten ihn falsch auf 766 kHz eingestellt, dann wäre die nächste Oberwelle des Meßsenders 2000 kHz, die Zwischenfrequenz  $2000 - 1532 = 468$  kHz. Wir sehen also, daß die Oberwellen durch Mischung ebenfalls zur Bildung der ZF gelangen können. Andererseits sind die Oberwellen des Oszillators und des Meßsenders viel schwächer als die Grundwelle. Sie betragen nur einige Prozent. Deshalb soll man den Meßsender nur mit so schwacher Spannung gebrauchen, daß die Spannung mit den bereits bekannten Stufenverstärkungen multipliziert etwa die Ausgangsspannung  $U_E$  ergibt. Nehmen wir als Beispiel an, die Stufenverstärkung der Endröhre  $Rö\ 1$  sei mit 20 gemessen worden, die von  $Rö\ 2$  mit 50, der Demodulationsfaktor sei  $\frac{1}{4}$ . Die Stufenverstärkung von  $Rö\ 4$  sei mit 40 und die von  $Rö\ 5$  ebenfalls mit 40 gemessen, dann ist die

$$\text{Gesamtverstärkung} = 20 \cdot 50 \cdot \frac{1}{4} \cdot 40 \cdot 40 = 500\,000.$$

Damit  $U_E = 10$  Volt resultiere (wiederum als Beispiel), muß der Meßsender mit  $\frac{10}{500\,000}$  V gefahren werden, das sind 0,02 mV.

Aus Gründen, die wir später besprechen werden, muß der Meßsender ungefähr auf den dreifachen Betrag davon eingestellt werden, also auf 0,06 mV. Damit ist eine ziemlich große Sicherheit erreicht, daß die Oberwellenmischung nicht mehr hörbar wird.

Außerdem kann man die Oberwellenmischung sofort an folgendem feststellen:

Wir verändern  $f_E$  langsam bis 550 kHz. Das machen wir so, daß wir den Empfängerskalenzeiger langsam über den Bereich schieben und den Meßsender auf die vom Empfänger angegebene Frequenz nachstellen. Die vierte Oberwelle des Meßsenders wird dann 2200 kHz. Der Drehkondensator  $C_7$  nimmt dabei gleichzeitig einen kleineren Wert an, so daß der Oszillator nachgestellt werden muß mit Hilfe von  $L_5$ . Seine zweite Oberwelle muß näm-

lich jetzt  $2200 - 468 = 1732$  kHz, d. h. seine Grundwelle 866 kHz betragen. Verändern wir nun  $f_E$  immer weiter unter ständigem Nachregeln des Oszillators mit  $L_5$ , so daß wir den Sender immer im Lautsprecher hören, so wird schließlich  $f_E$  1500 kHz betragen. Seine 4. Oberwelle wäre dann 6000 kHz. Die 2. Oberwelle des Oszillators wäre  $6000 - 468 = 5532$  kHz und die Grundwelle  $f_0 = 2766$  kHz. Die Variation des Oszillators müßte also  $766 : 2766 = 1 : 3,6$  sein, die C-Variation dementsprechend 1:13, was in Verbindung mit dem Paddingkondensator gar nicht möglich ist. Die Nachreglung durch die Spule  $L_5$  kann die mangelnde C-Variation gar nicht wettmachen. Wir würden daher bei der Durchführung dieses Verfahrens bald an irgendeiner Stelle mitten im Bereich nicht mehr mit  $L_5$  nachregeln können, weil z. B. der Eisenkern der Spule  $L_5$  schon ganz herausgedreht ist. Wir merken daran, daß eine Oberwellenmischung vorgelegen hat. Denn hätten wir statt dessen die richtige Grundwellenmischung gehabt, so würde sich der Oszillator mit der Spule  $L_5$  stets nachregeln lassen. Dabei ist natürlich vorausgesetzt, daß  $L_5$  ungefähr mit der richtigen Dimensionierung eingebaut ist.

Wir gehen nun wieder an den Anfang des Versuches zurück, indem wir den Skalenzeiger wieder auf 500 kHz stellen, ebenso den Meßsender, und jetzt einen neuen Wert für  $L_5$  suchen, bei dem der Meßsender hörbar wird und  $L_5$  sich über den ganzen Empfangsbereich oder wenigstens 80 % in der beschriebenen Weise nachregeln läßt. Dann sind wir sicher, die richtige Dimensionierung getroffen zu haben. U. U. war die Spule  $L_5$  nicht mit der richtigen Windungszahl gewickelt und muß umgewickelt werden, was am besten mit einer L-Meßbrücke kontrolliert wird.

Nun wird es sich in den meisten Fällen darum handeln, den Oszillator nach der Empfängerskala einzustellen. Wir suchen uns 3 Frequenzen aus, die wir durch die Stellung des Skalenzeigers festlegen. Die 1. Frequenz,  $f_1$ , soll ca. 15 % vom kurzwelligen Ende des Bereiches liegen, die 2. Frequenz,  $f_2$  in der Mitte des Bereiches, die 3. Frequenz,  $f_3$ , ca. 15 % vom langwelligen Ende. Der Oszillator muß an diesen drei Stellen daher die Frequenzen:

$$f'_1 = f_1 + f_z; \quad f'_2 = f_2 + f_z \quad \text{und} \quad f'_3 = f_3 + f_z$$

haben, wobei  $f_z$  die Zwischenfrequenz bedeutet. Nun kann der Abgleich des Oszillators in folgenden Schritten vor sich gehen, wofür wir 2 Methoden, je nach Verwendung eines Wellenmessers oder eines Meßsenders, angeben.

### 1. Abgleich des Oszillators mit Hilfe eines Wellenmessers.

- Skalenzeiger des Empfängers (der mit dem Drehkondensator gekoppelt ist) auf  $f_3$  stellen.
- $L_5$  so trimmen, daß der Oszillator mit  $f'_3 = f_3 + f_z$  schwingt.
- Skalenzeiger auf  $f_2$  stellen. \*)

\*) Fällt fort, wenn der Paddingkondensator berechnet worden ist und (oder) keine Regulierungsmöglichkeit vorgesehen ist.



- d) Paddingkondensator  $C_0$  so regulieren, daß der Oszillator auf  $f_2' = f_1 + f_2$  schwingt.
- e) Zeiger auf  $f_1$  stellen.
- f) C-Trimmer  $C_5$  so trimmen, daß Oszillator mit  $f_1' = f_1 + f_2$  schwingt.
- g) wie a).
- h) wie b) usw., bis sich keine merkliche Verbesserung mehr ergibt.

## II. Abgleich eines Oszillators mit Hilfe eines Meßsenders.

- a) Skalenzeiger des Empfängers (der mit dem Drehkondensator gekoppelt ist) auf  $f_3$  stellen.
- b) 30 % modulierten Meßsender auf Frequenz  $f_3$  nach seiner Frequenzkala einstellen und an das Gitter des Mischrohrs legen. Dabei die HF-Spannung nicht zu hoch wählen, sondern entsprechend der Gesamtverstärkung bemessen.
- c)  $L_5$  so trimmen, daß Meßsender im Lautsprecher hörbar wird.
- d) Zeiger auf  $f_2$  stellen.
- e) Meßsender wie b), aber auf  $f_2$  stellen.\*)
- f) Paddingkondensator  $C_0$  so trimmen, daß der Meßsender im Lautsprecher hörbar wird.\*)
- g) Zeiger auf  $f_1$  stellen.
- h) wie b), aber auf  $f_1$  stellen.
- i) C-Trimmer  $C_5$  so trimmen, daß Meßsender hörbar wird.
- k) wie a).
- l) wie b) usw., bis sich keine merkliche Verbesserung mehr ergibt.

Damit ist der Oszillator in bezug auf die Skala richtig eingestellt. Messen wir jetzt die HF-Spannung  $U_6$ , die am Gitter Mischrohr nötig ist, um dieselbe Ausgangsspannung zu erzeugen wie  $U_5$ , (wobei also  $U_6$  eine Empfangsfrequenz,  $U_5$  aber ZF ist), so stellen wir fest, daß  $U_5$  kleiner ist als  $U_6$ , ungefähr im Verhältnis 1 : 3.

Bei der Gesamtverstärkungsberechnung des Empfängers (s. Oszillator-Abgleich II. b) muß er als Mischfaktor  $\frac{1}{3}$  in Rechnung gestellt werden (ähnlich dem Demodulationsfaktor). Die tiefere Ursache liegt darin, daß bei der Verstärkung der ZF-Spannung  $U_5$  die Steilheit der Kennlinie ausgenutzt wird, dagegen bei der Verstärkung und Mischung von  $U_6$  die Krümmung oder Steilheitsänderung der Kennlinie bei Spannungsänderungen des Mischgitters.

Das Verhältnis  $\frac{U_5}{U_6}$  nennt man auch die Mischverstärkung. Für die Gesamtverstärkung darf entweder die Mischverstärkung oder die Stufenverstärkung  $\frac{U_5}{U_6}$  mal dem Mischfaktor in Rechnung gesetzt werden.

Wir wenden uns nun dem zweiten Vorkreis zu.

\* Anm. s. Seite 15.

## 2. Zweiter Vorkreis.

- a) Meßsender an erstes Gitter von Rö 6 legen (Abb. 18).
- b) Skalenzeiger des Empfängers auf  $f_3$  stellen.
- c) Der Meßsender wird 30 % moduliert und seine Frequenz so eingestellt, daß er im Lautsprecher hörbar wird und die Ausgangsspannung  $U_6$  meßbar wird. Man überzeuge sich, daß die am Meßsender ablesbare Frequenz ungefähr mit der gewünschten übereinstimmt. Es besteht die Gefahr, daß Oberwellen des Meßsenders die Messung verfälschen.
- d) Mit  $L_5$  auf Resonanz abstimmen.
- e) Skalenzeiger auf  $f_1$  stellen.
- f) Meßsender nachstellen wie unter a).
- g) Mit C-Trimmer  $C_{10}$  auf Resonanz abstimmen.
- h) wie b).
- i) wie c).
- j) wie d) usw., so lange, bis sich keine merkliche Änderung mehr zeigt. Es sei hierbei darauf hingewiesen, daß die C-Trimmer oft beim Durchdrehen eine Resonanz vortäuschen, indem der C-Trimmer seinen höchsten oder niedrigsten Wert erreicht. In solchen Fällen muß ein Parallel-Kondensator zugeschaltet werden oder ein bereits zugeschalteter verkleinert werden.

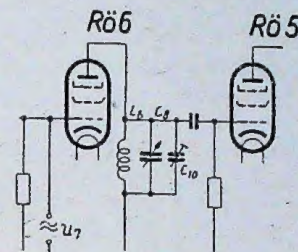


Abb. 18

Damit befindet sich der zweite Vorkreis im Gleichlauf mit dem Oszillator. Die Stufenverstärkung wird wieder gemessen, indem die HF-Spannung  $U_7$  an das Gitter von Rö 6 gelegt und die Verstärkung  $U_6 : U_7$  gemessen wird. Sie soll ungefähr 60 betragen. Beide Spannungen,  $U_6$  und  $U_7$ , sind so einzustellen, daß sich für  $U_6$  der bisher benutzte Wert ergibt.

Die Stufenverstärkung hängt auch von der Frequenz ab, und zwar ist sie beim kurzwelligen Ende ca. 3mal so groß wie am langwelligen Bereichsende, weil der Resonanzwiderstand der Kreise proportional der Frequenz geht (innerhalb eines Bereiches). Im Kurzwellenbereich ist die Stufenverstärkung wesentlich geringer, weil die Spule sehr kleine Werte annimmt. Umgekehrt im Langwellenbereich. Hier könnte man wesentlich höhere Verstärkungen erzielen. Aber es empfiehlt sich nicht, sie anzustreben wegen der damit verbundenen Pfeilneigung und der resultierenden schmalen Bandbreite der HF-Kreise. Die Gesamtbandbreite des Empfängers ist ja das Produkt der Durchlaufkurven aller Stufen und soll im ganzen 9 kHz betragen.



### 3. Erster Vorkreis.

Die HF-Spannung wird an die Antennen-Eingangsbuchse A gelegt. Im übrigen verfährt man genau so wie beim 2. Vorkreis. Eine Stufenverstärkung kann man hier nicht messen. Stellt man  $U_s$  so ein, daß sich für  $U_e$  der bisher benutzte Wert ergibt, dann bezeichnet man auch  $\frac{U_s}{U_1}$  als Eingangsüberhöhung. Diese ist aber kein Maß für die Güte oder Empfindlichkeit eines Empfängers.

Oft empfiehlt es sich, statt den Meßsender direkt an die Antennenbuchse zu legen, eine Antenne an den Empfänger zu schalten und den Meßsender lose mit der Antenne zu koppeln.

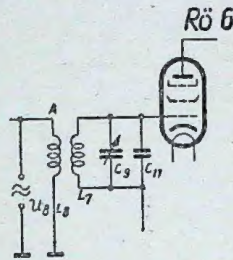


Abb.19

### 4. HF-Bandfilter.

Bandfilter können auch im HF-Teil auftreten, sog. HF-Bandfilter, meistens als Eingangsbandfilter vor dem ersten Rohr (Abb. 20).

Ihr Abgleich verläuft ganz ähnlich dem gewöhnlichen Bandfilter, das zwischen Anode und Gitter der folgenden Röhre sich befindet (Abb. 21).

In Abb. 20 ist ein induktiv gekoppeltes Eingangsbandfilter gezeichnet. Seine Bandbreite hängt von der Kopplung  $d$  und der Resonanzfrequenz  $f_r$  ab. Die Kopplung hängt bei induktiven Bandfiltern von der Größe der Spulen ab, bei kapazitiv gekoppelten (Abb. 21) von der Größe aller Kondensatoren, die ja für verschiedene Frequenzen

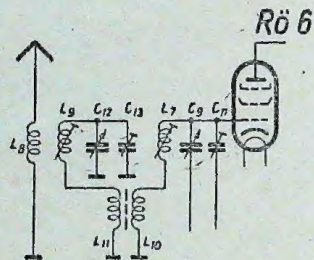


Abb.20

dauernd andere Werte annehmen, so daß der Kopplungsfaktor sich dadurch ständig ändert. Es zeigt sich nun, daß bei kapazitiver oder induktiver Kopplung die Bandbreite über einen ganzen Bereich hinweg nicht konstant ist. Die Formel für die Bandbreite ist

$$B = K \cdot d \cdot f_r$$

wobei  $K$  ein Faktor ist, der in verwickelter Weise von der Kopplung abhängt. Bei konstanter Dämpfung und Kopplung wächst die Bandbreite mit der Resonanzfrequenz  $f_r$ , also mit der Empfangsfrequenz, innerhalb eines Bereiches um 1 : 3. Man versucht, diesen Effekt

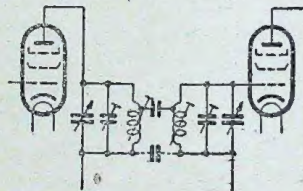


Abb.21

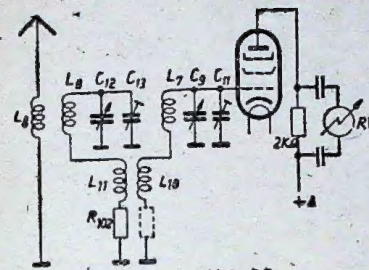


Abb.22

dadurch zu kompensieren, daß man einen Kreis (oder beide) durch einen kleinen Widerstand von wenigen Ohm künstlich bedämpft (Abb. 22 R102). Die Dämpfung des Kreises nimmt dadurch zwar zu, aber mit wachsender Frequenz wird die Zunahme immer geringer, so daß nach obiger Formel die Bandbreitenzunahme verringert wird. Schließlich kann durch geeignete Wahl der Kopplung und des Bedämpfungswiderstandes  $R_{102}$  die Band-

breite über den ganzen Bereich konstant gehalten werden.

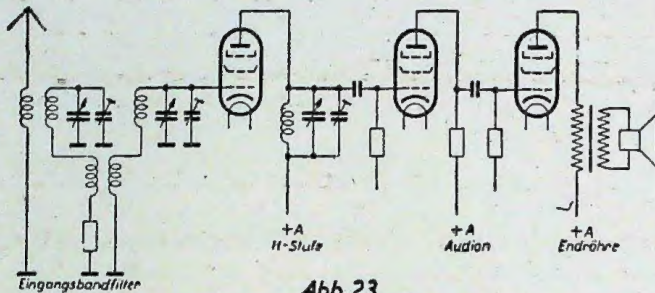
Eine Berechnung der Kopplungsgrößen und Widerstände gestaltet sich sehr kompliziert. Man muß durch Versuch Kopplung und Bedämpfung einstellen. Man beachte, daß große Kopplung und große Bedämpfung auch große Bandbreiten ergeben. Man wird deshalb so vorgehen, daß man in die Anodenleitung der folgenden Röhre einen Widerstand von ca.  $2k\Omega$  legt, an den man ein Röhrenvoltmeter schließt (Abb. 21). Nun gibt man auf die Antenneneingangsbuchse die Meßsenderspannung. Man fängt am kurzwelligen Bereichsende an und gleicht für die Frequenz  $f_1$  das HF-Bandfilter genau so ab wie die ZF-Bandfilter für die Zwischenfrequenz. Man benutzt zum Abstimmen der Kreise die C-Trimmer  $C_{11}$  und  $C_{13}$ . Die Kopplung  $L_{10}$   $L_{11}$  stellt man so ein, daß die gewünschte Bandbreite von 10 kHz sich ergibt. Um dieses Resultat bei 1500 kHz zu erzielen, müssen die Kreise schon außerordentlich gut sein, d. h. ihre Dämpfung muß bei 0.5 % liegen. Nun geht man zum langwelligen Ende des Bereiches zur Frequenz  $f_3$  und gleicht die Bandfilter wieder ab. Bei dieser Frequenz  $f_3$  ist die Bandbreite wesentlich kleiner als bei  $f_1$ . Jetzt wird der Widerstand  $R_{102}$  eingeschaltet und der Abgleich wiederholt, ohne die Kopplung zu ändern. Die Bandbreite wird durch richtige Dimensionierung von  $R_{102}$  eingestellt. Der Widerstand hat ungefähr die Größe von  $7\Omega$  (kann aber stark schwanken). Nun geht man zum kurzwelligen Bereich  $f_1$  zurück und stellt den Abgleich wie vorher ein. Die Bandbreite wird wieder durch die Kopplung  $L_{10}$   $L_{11}$  eingestellt. Dann geht man wieder zur Frequenz  $f_3$  über usw., bis man ein befriedigendes Resultat erhalten hat.

Analog geht man im langwelligen Bereich vor, nur ist der Widerstand mit ca.  $70\Omega$  zu bemessen. Im Kurzwellenbereich ist eine befriedigende Bandbreite nicht erzielbar, weil die Kreise an sich schon eine zu große Bandbreite aufweisen. Man verzichtet deshalb besser im Kurzwellenbereich auf einen Bandfiltereingang.



## 5. Der Geradeausempfänger.

Zum Abschluß sei noch auf eine Empfängertyp hingewiesen, die nicht zu den Supern rechnet: Der Geradeaus-Empfänger mit HF-Stufe und Eingangsbandfilter. Der Abgleich geht genau so vor sich wie die entsprechenden



Stufen des Supers, denn er geht aus der Abb. 1 hervor, indem der Teil zwischen den Schnitten S<sub>2</sub> und S<sub>4</sub> fortfällt und vor die HF-Röhre R<sub>ö</sub> 6 ein Eingangsbandfilter gesetzt wird (Abb. 23).

## 6. Antennenankopplung.

Die Ankopplung der Antenne soll so fest sein, wie es der Gleichlauf des 1. HF-Kreises aushält, denn durch die Antenne wird die Anfangskapazität des Kreises erhöht. Durch festere Antennenankopplung gewinnt man im wesentlichen solange an Empfindlichkeit, bis der Kreis durch die Antenne doppelt so stark gedämpft erscheint, wie er es ohne Antenne ist.

## Radio-technische Anleitungen

**ART-Röhren-Austauschlexikon** mit allen Austauschmöglichkeiten, mit wertvollen Ratschlägen und zahlreichen Schaltungen für über 2500 deutsche, amerikan., englische und Wehrmacht-Röhren

### Abgleich von Superhet- und Geradeausempfängern

Allgemein verständliche Abgleichanweisung und theoretische Begründung

**Beschreibung eines Röhren-Regeneriergerätes** für alle Röhrentypen und Anweisung zum Regenerieren

**Bauanleitung und Beschreibung eines Röhren-Prüfgerätes** mit Angaben für ca. 600 Röhren

**Bauanleitung u. Beschreibung eines einfachen Schwebungssummers** für Labor und Werkstatt

### Rundfunk-Bandfilter

Darlegung der physikalischen Grundlagen von Schwingungskreisen, insbesondere von Bandfiltern und ihrer für den Rundfunkempfang wünschenswerten Eigenschaften

### RC-Meßbrücke und Röhrenvoltmeter

Einführung in die Grundlagen beider Instrumente und ihrer Meßmethoden mit genauer Beschreibung und Bauanleitung

### Netzanoden

Umfangreiche Zusammenstellung der Möglichkeiten, die notwendigen Gleichspannungen zu erzeugen mit Beispielen und Schaltanweisungen

### Betrachtungen über den Frequenzgang von Verstärkern

Beeinflussung der Tonwiedergabe von Rundfunkempfängern mit genauen Anweisungen über Verbesserungsmöglichkeiten der Tonqualität von Rundfunkempfängern

**Das ART-Lieferprogramm wird ständig durch Ergänzungen und Neuerscheinungen erweitert!**



**Druck von Meyer & Beckmann (21a) Halle in Westfalen**